

Current resonance type switching power supply circuit

Patent Number: ☒ [US5617305](#)
Publication date: 1997-04-01
Inventor(s): NUMATA MASATO [JP]
Applicant(s): SONY CORP [JP]
Requested Patent: ☒ [DE19533288](#)
Application Number: US19950522565 19950901
Priority Number(s): JP19940239635 19940908; JP19940305730 19941116
IPC Classification: H02M3/335; H02M3/24; H02M5/42
EC Classification: [H02M1/00B12](#), [H02M3/337](#)
Equivalents: JP3404936B2, ☒ [JP8130873](#)

Abstract

A current resonance type switching power supply circuit in which a power factor and a voltage regulation in the power supply are improved includes switching elements for interrupting either a voltage or a current output from a DC power supply and supplying the output to primary windings of an insulating transformer and a non-insulating transformer. The switching power supply circuit receives a predetermined alternating voltage from the insulating transformer, and is driven by a DC power supply including a rectifying means for rectifying an AC power supply, a decoupling capacitor arranged at an output side of the rectifying means so as to eliminate noise, a secondary winding of the non-insulating transformer, and a smoothing capacitor charged by a charging circuit including a diode and a choke coil.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

Offenlegungsschrift
DE 195 33 288 A 1

(21) Aktenzeichen: 195 33 288.1
(22) Anmeldetag: 8. 9. 95
(43) Offenlegungstag: 14. 3. 96

(51) Int. Cl.⁶:
H 02 M 1/12
H 02 M 3/28
H 02 M 7/04
G 05 F 1/70

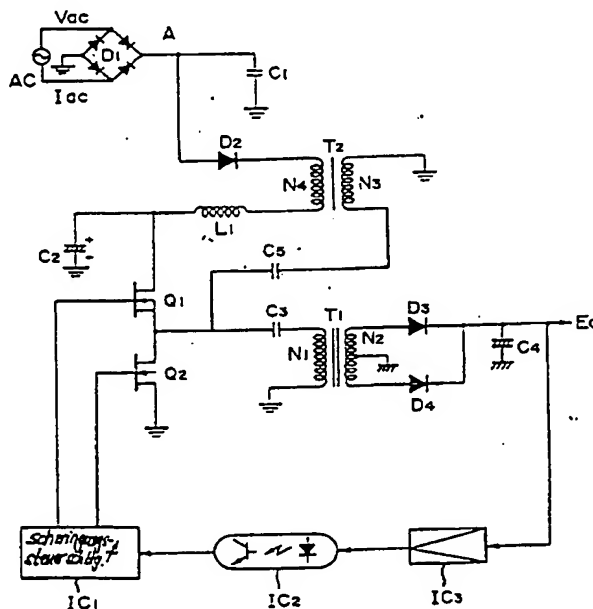
DE 195 33 288 A 1

74 Vertreter:
Patentanwälte Mitscherlich & Partner, 80331
München

⑦2 Erfinder:
Numata, Masato, Tokio/Tokyo, JP

57) Es soll eine Schaltnetzteilschaltung geschaffen werden, deren Leistungsfaktor und Spannungstabilisierung bzw. -regelung verbessert sind. Die Schaltnetzteilschaltung ist vom Stromresonanztyp und umfaßt Schaltelemente (Q1, Q2) zum Unterbrechen einer Spannung oder eines Stroms, der von einer Gleichstromversorgungseinrichtung (D1) abgegeben wird, und zur Abgabe der Spannung bzw. Stroms an die Primärwicklungen eines Isoliertransformators (T1) und eines Nicht-Isoliertransformators (T2). Vom Isoliertransformator (T1) wird eine bestimmte Wechselspannung verwendet. Die Steuerung der Schaltung erfolgt durch eine Gleichstrom-Versorgungseinrichtung, die eine Gleichrichtungseinrichtung zur Gleichrichtung einer Wechselspannung, einen auf der Ausgangsseite der Gleichrichtungseinrichtung derart angeordneten Trennkondensator (C5), daß eine Störung eliminiert ist, eine Sekundärwicklung des Nicht-Isoliertransformators (T2) und einen Glättungskondensator (C2) umfaßt, der durch eine eine Diode (D2) und eine Drosselspule (L1) umfassende Ladeschaltung geladen wird.

Schaltnetzteile



DE 195 33 288 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 01. 98 508 091/821

11/30

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Schaltnetzteil-schaltung und insbesondere auf eine Schaltnetzteilschaltung, bei der ein Leistungsfaktor der Stromversorgung und eine Spannungsstabilisierung bzw. -regulierung verbessert sind.

Eine Erhöhung einer Schaltfrequenz in einem Schalt-netzteil kann dazu führen, daß ein Transformator oder andere Einrichtungen von geringer Größe sind und daß das Schaltnetzteil als Spannungs- bzw. Stromversor-gung für verschiedene elektronische Anlagen benutzt wird, die als Wechselstrom-Gleichstrom- bzw. AC-DC-Wandler bei hoher elektrischer Leistung wirken.

Wenn eine Versorgungsnetzspannung gleichgerichtet wird, zeigt ein in einer Glättungsschaltung fließender elektrischer Strom einen verzerrten Verlauf, so daß ein Problem insofern auftreten kann, als ein den Nutzungs-wirkungsgrad anzeigender Leistungsfaktor der Versor-gungsspannung unbrauchbar ist.

Darüber hinaus ist es erforderlich, eine Gegenmaß-nahme zu treffen, um das Auftreten einer Oberwelle zu beschränken, die dann erzeugt wird, wenn der Strom einen verzerrten Verlauf zeigt.

Um den Leistungsfaktor der Versorgungsspannung bzw. Stromversorgung zu verbessern, besteht die ein-fachste Methode darin, beispielsweise eine Gleichrich-tungsschaltung mit einer eingangsseitigen Drossel zu verwenden. Diese Vorgehensweise wird im Hinblick auf das Treffen einer Gegenmaßnahme gegen eine elektro-magnetische Störung (EMI) bevorzugt.

Dieses System benötigt jedoch eine Spule mit hoher Impedanz als Drosselspule, was dazu führte daß eine Ausbildung der elektronischen Anlage in geringer Grö-ße durch diese Forderung verhindert ist, und zugleich kann dies dazu führen, daß deren Kosten steigen.

In dem Fall, daß die Spannungsversorgung ein 100-V-System oder ein 200-V-System ist, ist es insbeson-dere notwendig, unterschiedliche Arten von Drossel-spulen für jedes der betreffenden Systeme vorzuberei-ten bzw. bereitzustellen und in dem Fall, daß die Span-nungsversorgung bei einer Fernseh- bzw. TV-Anlage oder dergleichen angewandt wird, eine Abschirmung als Gegenmaßnahme zur Vermeidung von Schwingungen auf einem Fernsehschirm vorzusehen, die durch einen magnetischen Streufluß hervorgerufen werden, was ho-he Kosten verursacht.

Mit Rücksicht auf eine solche Situation, wie sie oben beschrieben worden ist, ist eine Glättungsschaltung ein-es kondensatorlosen Systems, bei dem ein Ausgang einer Gleichrichtungsschaltung direkt verbunden oder nicht verbunden ist, so daß das Schaltnetzteil oder ein aktives Filter oder ein Teil-Gleichrichtungssystem zur Verbindung oder Abtrennung des Ausgangs der Gleich-richtungsschaltung mit einer hohen Frequenz gesteuert wird.

Das kondensatorlose System ist so aufgebaut, daß ein Glättungskondensator für die Versorgungsspannung zur Steuerung des Schaltnetzteils vermieden ist. Dabei zeigt sich eine starke Auswirkung hinsichtlich der Ver-besserung des Leistungsfaktors, und eine Brumm- bzw. Welligkeitsspannung von zweifacher Frequenz der Ver-sorgungsnetzspannung ist am Ausgang einer Sekundär-seite überlagert. Ferner zeigt sich eine schlechte Stabili-sierung bzw. Regulierung, und zugleich ist es schwierig, eine momentane Unterbrechung einer Eingangsspan-nung andauern zu lassen. Somit kann dieses System nicht als Spannungsversorgungseinrichtung hoher Ka-

pazität genutzt werden.

Das aktive Filtersystem ist derart betrieben, daß so-wohl eine Eingangsspannung als auch ein Eingangs-strom ermittelt werden und daß eine Schaltsteuerung bzw. -regelung in einer solchen Art und Weise durchge-führt wird, daß ein Verlauf des Eingangsstroms sich an den Verlauf der Eingangsspannung annähern kann, wo-mit dessen Leistungsfaktor auf angenähert 1 festgesetzt werden kann, obwohl die Forderung nach zwei Umsetz-bzw. Konvertereinheiten besteht, was dazu führt, daß der Schaltungsaufbau kompliziert und der Nutzungs-wirkungsgrad der Spannungsversorgung verschlechtert sind. Da eine Schaltstörung vermehrt bzw. verstärkt auftritt, kann eine Gegenmaßnahme gegen die betref-fende verstärkte Störung (EMI) überdies die Kosten erhöhen.

Obwohl die Teil-Glättungsschaltung so aufgebaut ist, daß eine Drosselspule in einer Schaltung zum Aufladen des Glättungskondensators geschaltet wird, um einen Stromdurchgangswinkel eines Gleichrichtungselements zu erweitern, verbleibt ein Problem im Hinblick auf das Treffen einer Gegenmaßnahme gegen eine Störung oder eine Herabsetzung im Wirkungsgrad ebenso wie gegenüber einer gesteigerten Brumm- bzw. Welligkeits-spannung.

Darüber hinaus gibt es eine gewisse Schwierigkeit hinsichtlich des Treffens einer gleichzeitigen Verbesse-rung sowohl des Leistungsfaktors als auch des Wirkungsgrades, und deren Überlegenheit kann mit Rück-sicht auf die zuvor genannte Gegenmaßnahme gegen EMI nicht anerkannt werden. In Anbetracht dieser Tat-sache wird in Erwägung gezogen, ein Magnet-Schalt-system (nachstehend auch als MS-System bezeichnet) be-reitzustellen, bei dem eine unterbrochene Spannung des Schaltnetzteils dazu genutzt wird, eine Ladungsspan-nung eines Glättungskondensators herabzusetzen, wo-bei ein Stromdurchgangswinkel eines Gleichrichtungs-elements erweitert ist, um den Leistungsfaktor zu ver-bessern.

Fig. 6A veranschaulicht ein Beispiel der zuvor ge-nannten Schaltnetzteilschaltung des MS-Systems, bei der eine Versorgungsspannungseinrichtung, die die Schaltnetzteilschaltung speist, so aufgebaut ist, daß eine Versorgungsnetzwechselspannung mittels einer Brük-ken-Gleichrichterdiode D1 einer Vollweggleichrichtung unterzogen wird und daß zugleich diese gleichgerichte-te Spannung einem Glättungskondensator C1 über eine Drosselspule CH und eine dritte Wicklung N3 eines Isoliertransformators CT geführt wird.

Mit Q1 ist ein Schaltelement (MOSFET) bezeichnet, mit dem eine Spannung, die einen Glättungskondensa-tor C1 über eine Primärwicklung des Isoliertransforma-tors CT lädt bzw. geladen hat, unterbrochen wird. Eine in einer Sekundärwicklung des Isoliertransformators in-duzierte Wechselspannung wird mittels Gleichrich-tungsdioden D4, D5 gleichgerichtet, mittels einer Spule L und eines Kondensators C3 geglättet, was dazu führt, daß eine Ausgangsgleichspannung EO erhalten wird.

Diese Ausgangsspannung EO steuert sodann eine Steuerschaltung für die Erzeugung eines Steuer- bzw. Treiberimpulses des Schaltelements über einen Opto-koppler und bewirkt eine Pulsbreitenmodulation zur Veränderung einer Impulsbreite des Treiberimpulses, wodurch eine Charakteristik mit konstanter Spannung erhalten werden kann.

Wie in Fig. 6B veranschaulicht, wird die Schaltnetz-teilschaltung so betrieben, daß ein elektrischer Strom IAC, mit dem der Glättungskondensator C1 geladen

wird, in bezug auf eine abzugebende Spannung mit dem Verlauf V_{AC} der Versorgungsnetzspannung fließt. Da der den Glättungskondensator C1 aufladende elektrische Strom durch eine Schaltspannung der Schaltnetzteilerschaltung unterbrochen wird, die in der dritten Wicklung N3 erzeugt wird, bedeutet dies, daß ein Strom mit dem Verlauf I_{AC} sogar in dem Fall fließt, daß eine Amplitude von V_{AC} so niedrig ist, wie dies in Fig. 6B veranschaulicht ist, und daß der Strom mit dem Verlauf I_{AC} dann einen Verlauf erhält, der angenähert jenem von V_{AC} ist.

Infolgedessen ist der Leistungsfaktor des als Wechselstromlast wirkenden Schaltnetzteils verbessert.

Da dieses Spannungs- bzw. Stromversorgungssystem vom MS-Typ so aufgebaut ist, daß die dritte Wicklung N3 auf den zuvor genannten Isoliertransformator CT aufgebracht ist, ändert sich der die Primärwicklung N1 durchfließende Strom mit einer Periode vom Zweifachen jener der Versorgungsnetzspannung, wobei dessen Spitzenstrom angenähert das Zweifache dessen des konventionellen Typs ist, womit die von dem Transformator erzeugte Störung verstärkt bzw. erhöht ist, und außerdem ist eine in den Wicklungen erzeugte Wärmemenge erhöht.

Da die Spannung sich ebenfalls mit bzw. in einer entsprechenden Periode ändert, ist überdies eine diese Periode aufweisende Brumm- bzw. Welligkeitsspannung in der Ausgangsspannung EO verstärkt.

Da jede der die Brücken-Gleichrichtungsschaltung D1 bildenden Dioden mit der Schaltfrequenz unterbrochen wird, ist es notwendig, ein teures Gleichrichtungselement bereitzustellen, in welchem jede der Dioden einen hohen Strom schnell schalten kann.

Im folgenden wird die Erfindung erläutert.

Zur Lösung des vor stehend aufgezeigten Problems sind gemäß der Erfindung vorgesehen ein Schaltelement zum Unterbrechen entweder einer Spannung oder eines Stroms, die bzw. der von einer Gleichstrom-Versorgungseinrichtung abgegeben ist, und zur Abgabe der betreffenden Spannung bzw. des betreffenden Stroms an eine Primärseite eines Isoliertransformators oder eines Nicht-Isoliertransformators, eine Schaltnetzteilerschaltung, die imstande ist, eine bestimmte Wechselspannung von einer Sekundärseite des zuvor genannten Isoliertransformators zu erhalten, eine Gleichrichtungseinrichtung zur Gleichrichtung einer Versorgungswechselspannung als Treiber-Versorgungsspannung für das erwähnte Schaltnetzteil, ein Entkopplungskondensator, der auf einer Ausgangsseite der zuvor genannten Gleichrichtungseinrichtung derart angeordnet ist, daß eine Störung eliminiert ist, eine Sekundärwicklung des Nicht-Isolier-Transformators und ein Glättungskondensator, der durch eine Ladungsschaltung geladen wird, die aus einer Diode und einer Drosselspule besteht.

Darüber hinaus ist das zuvor genannte Schaltelement in einer Halbbrückenschaltung mit dem Isoliertransformator verbunden, wobei seine Schaltfrequenz in Abhängigkeit von einer Ausgangsspannung geändert wird, und sodann wird eine Kennlinie konstanter Spannung erhalten.

Es ist eine Ladeschaltung vorgesehen, bestehend aus dem Trennkondensator, dessen eine Belegung mit einer Ausgangsseite der Gleichrichtungsschaltung verbunden ist, so daß die Schaltspannung beschränkt ist und das Diodeelement mit der Schaltfrequenz ein-/ausgeschaltet wird. Dadurch wird die Schaltspannung überlagert und an die Ladeschaltung abgegeben, so daß der Stromdurchgangswinkel des Ladestroms des Glättungskon-

densators weit gemacht ist und dessen Leistungsfaktor verbessert werden kann.

Darüber hinaus ermöglicht die Nutzung einer Streuinduktivität anstelle der Drosselspule die Vermeidung der Drosselspule.

Da die Schaltfrequenz so gesteuert ist, daß sie unter einer geringen Belastung erhöht ist, kann ferner eine Impedanz der Drosselspule sogar unter der geringen Last wirksam sein, was eine Wirkung hinsichtlich der Beschränkung des Anstiegs der Welligkeits- bzw. Brummspannung ermöglicht.

Wie oben beschrieben, ist das Schaltnetzteil gemäß der vorliegenden Erfindung vom Stromresonanztyp so aufgebaut, daß ein Entkopplungskondensator mit einer hinreichend niedrigen Impedanz gegenüber der Schaltfrequenz und eine Schaltodiode mit einer schnellen Erholungscharakteristik auf der Ausgangsseite der Gleichrichtungsschaltung angeordnet sind, die zur Gleichrichtung der Versorgungswechselspannung dient, und daß ferner die Schaltspannung von dem Transformator für die Erzeugung einer Schaltspannung für diese Gleichrichtungs-Ausgangsschaltung abgegeben wird, so daß sie einige Auswirkungen dahingehend hat, daß ein weiterer Stromdurchgangswinkel für die Aufladung des Glättungskondensators erhalten wird und daß der Leistungsfaktor merklich verbessert werden kann.

Wenn das Schaltnetzteil vom Stromresonanztyp so aufgebaut ist, daß die Schaltfrequenz in Abhängigkeit von einer Ausgangsgleichspannung gesteuert ist, kann ferner die Induktivität der in der Gleichrichtungsschaltung gebildeten Drosselspule sogar unter einer geringen Belastung wirksam sein, was dazu führt, daß das betreffende Schaltnetzteil in einer solchen Art und Weise gesteuert werden kann, daß eine Veränderung des Leistungsfaktors sogar entgegen einer Veränderung in der Belastung der elektrischen Leistung vermindert werden kann.

Anhand von Zeichnungen wird die Erfindung nachstehend beispielsweise näher erläutert.

Fig. 1 zeigt die bevorzugte Ausführungsform der Schaltnetzteilerschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung vom Stromresonanztyp.

Fig. 2 zeigt Verläufe der gleichgerichteten Spannung und des gleichgerichteten Stroms bei der Netzteilerschaltung gemäß Fig. 1.

Fig. 3A und 3B zeigen in Schaltungsdiagrammen eine modifizierte Ausführungsform eines wesentlichen Teiles der vorliegenden Erfindung.

Fig. 4 zeigt eine Ansicht zur Darstellung einer Spannungsversorgungsschaltung vom Halbbrücken-Typ, die bevorzugt wird, wenn die vorliegende Erfindung bei einer Netzspannungs- bzw. Stromversorgungseinrichtung für hohe Leistung verwendet wird.

Fig. 5 veranschaulicht in einem Schaltungsdiagramm den Fall, daß die vorliegende Erfindung bei einem Schaltnetzteil vom Vollbrückentyp angewandt ist.

Fig. 6A und 6B zeigen eine eingesetzte Spannungsversorgungsschaltung vom MS-Typ mit einer Leistungsfaktor-Verbesserung.

Nummehr werden die bevorzugten Ausführungsformen im einzelnen erläutert.

Fig. 1 zeigt eine Schaltnetzteilerschaltung, die kennzeichnend ist für die bevorzugte Ausführungsform der vorliegenden Erfindung. Dabei ist mit AC ein Wechselstrom-Netzteil bzw. eine Wechselstrom-Versorgungsquelle bezeichnet. Mit D1 ist eine Brückengleichrichtungsschaltung bezeichnet. Mit Q1 und Q2 sind Schaltelemente bezeichnet, die einen Halbbrücken-Schalt-

kreis bilden, wobei dessen Ausgangsspannung an die Primärwicklung N1 eines Isoliertransformators T1 über einen Kondensator C3 abgegeben wird.

Eine in der Sekundärwicklung N2 des Isoliertransformators T1 induzierte Induktionsspannung wird durch die Gleichrichtungselemente D3, D4 in eine Gleichspannung umgesetzt und als Ausgangsspannung EO abgegeben.

Der Nicht-Isoliertransformator T2 weist die Primärwicklung N3 und die Sekundärwicklung N4 im Windungsverhältnis von beispielsweise 1 : 1 auf, wobei eine Schaltspannung, die einem Resonanzstrom entspricht, der in dem Nicht-Isoliertransformator T2 und dem Kondensator C5 fließt, abgegeben und einem Aufladeweg des Kondensators C2 überlagert ist.

Darüber hinaus ist ein Ausgang der Brückengleichrichtungsschaltung D1 über einen Entkopplungskondensator C1 mit Erde bzw. Masse verbunden, der eine Impedanz zeigt, die hinreichend niedrig ist im Vergleich zu einer Schaltfrequenz. Sodann ist ein Ladeweg im Hinblick auf den Kondensator C2 über eine Schaltodiode D2 mit schneller Erholungszeit, die zuvor erwähnte Sekundärwicklung N4 und die Drosselspule L1 gebildet.

An die Schwingungssteuerschaltung IC1 zur abwechselnden Steuerung der Schaltelemente Q1, Q2 in deren EIN/AUS-Zustände wird ein Steuersignal entsprechend einer Spannung eingangsseitig zugeführt, die an eine Last über einen Verstärker IC3, der zur Verstärkung der Ausgangsspannung EO dient, und dem Optokoppler IC2 abgegeben wird, wobei eine Schaltfrequenz des jeweiligen Schaltelements durch ein Steuersignal gesteuert wird, welches der Schwingungssteuerschaltung IC1 zugeführt wird.

Sodann wird eine Konstantspannungsregelung- bzw. -steuerung, durch die die Ausgangsgleichspannung EO konstant gehalten wird, durch eine sogenannte Oberseitenregelung bzw. -steuerung durchgeführt, bei der in dem Fall, daß die Ausgangsgleichspannung EO höher ist als ein spezifizierter Wert, die Schaltfrequenz angehoben wird, und bei der in dem Fall, daß die Ausgangsgleichspannung EO niedriger als der spezifizierte Wert ist (unter hoher Belastung) die Schaltfrequenz abgesenkt wird.

Da die Schaltnetzteilschaltung in der oben beschriebenen Weise aufgebaut ist, führt das Weglassen des Trenn- bzw. Entkopplungskondensators C1, der Schaltodiode D2, des Nicht-Isoliertransformators T2 und des Kondensators C5 dazu, daß diese Schaltnetzteilschaltung als normale Schaltnetzteilschaltung vom Stromresonanztyp arbeitet.

Dies bedeutet, daß in diesem Falle die Schaltelemente Q1, Q2 ihre EIN/AUS-Zustände abwechselnd mit der Klemmenspannung des Kondensators C1 wiederholen, die als Betriebsversorgungsspannung abgegeben wird, so daß der Steuer- bzw. Treiberstrom veranlaßt wird, sich an den Verlauf eines Resonanzstromes anzunähern, der an die Primärwicklung N1 des Isoliertransformators T1 abgegeben wird, woraufhin ein Wechselstrom-Ausgangssignal an bzw. von der Sekundärwicklung N2 erhalten werden kann.

Wenn die Ausgangsgleichspannung auf der Sekundärseite absinkt, wird sie so gesteuert, daß die Schaltfrequenz durch die Schwingungssteuerschaltung IC herabgesetzt wird (und zwar in einer solchen Weise, daß sie sich an die Resonanzfrequenz annähert), und ferner wird sie in einer solchen Weise gesteuert, daß der in der Primärwicklung N1 fließende Steuer- bzw. Treiberstrom zunehmen kann.

Da der Ladestrom an den Kondensator C2 lediglich dann abgegeben wird, wenn dessen Klemmenspannung niedriger ist als die Gleichrichtungsspannung, ist der Stromdurchgangs- bzw. Stromflußwinkel des Gleichrichtungselements niedrig und der Leistungsfaktor beträgt etwa 0,6.

Im Falle der Schaltnetzteilschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung ist jedoch die Sekundärwicklung N4 in den Ladeweg des Entkopplungs- bzw. Trennkondensators C1 eingefügt, und die Schaltspannung (von beispielsweise 100 kHz), die dem Schaltstrom entspricht, ist der Glättungs-Drosselspule L1 überlagert. Sodann bewirkt dieses Signal, daß die Klemmenspannung des Kondensators C2 in der Schaltperiode ansteigt.

Dies bedeutet, daß, wie in den Signalverläufen gemäß Fig. 2 veranschaulicht, die Spannung am Punkt A in bezug auf die Wechselspannung V_{AC} und den Wechselstrom I_{AC} eine vollweggleichgerichtete Spannung wird. Die in der Sekundärwicklung N4 induzierte Schaltspannung EO wird jedoch als Ladespannung gegen bzw. für den Kondensator C2 über die Diode D2, den Trennkondensator C1 und die Drosselspule L1 abgegeben.

Da diese Spannung der vollweggleichgerichteten Spannung überlagert ist, fließt sodann der Ladestrom IO mit einer Schaltfrequenz in bezug auf ein Potential zwischen der Spannung am Punkt B und dem Klemmspannungspunkt C des Kondensators C2, und ein mittlerer Verlauf dieses Stroms wird etwa denselben Verlauf annehmen wie die gleichgerichtete Spannung. Demgemäß wird ein Stromdurchgangs- bzw. Stromflußwinkel des Ladestroms breit, und der Leistungsfaktor des Schaltnetzteils ist verbessert.

Darüber hinaus ist die zu überlagernde Schaltspannung ES derart festgelegt, daß Ausgangsspannungen von den Schaltelementen Q1 und Q2 an die Primärwicklung N3 des Nicht-Isoliertransformators T2 über den Kondensator C5 abgegeben und in der Sekundärwicklung N4 induziert werden, wobei sie unabhängig von einer Ausgangsschaltung ist, welche den Isoliertransformator T1 und den Kondensator C3 umfaßt, was dazu führt, daß eine von dem Isoliertransformator T1 erzeugte Störung und die Wärmeerzeugungsmenge im Kern sowie in der Wicklung nicht erhöht sind. Eine weitere Änderung der von der Sekundärseite des Isoliertransformators erhaltenen Ausgangsspannung oder eine Verschlechterung der Brummspannung kann nicht auftreten.

Es ist zufriedenstellend, daß der Trennkondensator C1 und die Drosselspule L1 insgesamt einen solchen Impedanzwert haben, daß eine höherfrequente Welligkeit begrenzt ist.

So kann der Trennkondensator C1 beispielsweise auf 1 bis 2 μF festgelegt sein, und die Drosselspule L1 kann auf mehrere μH bis zu mehreren 10s μH festgelegt sein.

Im Falle dieser bevorzugten Ausführungsform könnte der Leistungsfaktor unter der Bedingung, daß das Windungsverhältnis des Nicht-Isoliertransformators bei 1 : 1 liegt, auf etwa 0,95 festgelegt werden. Wenn in diesem Falle das Windungsverhältnis 2 : 1 beträgt, ist der Leistungsfaktor auf 0,8 bis 0,85 vermindert. Dieser Wert könnte jedoch den Leistungsfaktor des Zielwertes an den spezifizierten einen Wert hinreichend angleichen, und der Netzteil-Wirkungsgrad könnte um etwa 1% bis 2% im Vergleich zu jenem des konventionellen Netzteils verbessert werden.

In dem Fall, daß die zur Leistungsfaktorverbesserung führende Schaltung des zuvor genannten Typs mit ein-

gangsseitiger Drossel oder des zuvor genannten aktiven Filtertyps angewandt wird, ruft eine Herabsetzung des Stromes zum Zeitpunkt einer schwachen Belastung eine verringerte Wirkung der Drosselspule und ferner eine Verschlechterung des Leistungsfaktors hervor, obwohl das Schaltnetzteil gemäß der vorliegenden Erfindung derart gesteuert ist, daß eine Schaltfrequenz des Isoliertransformators T1 zum Zeitpunkt schwacher Belastung erhöht ist, was dazu führt, daß zum Zeitpunkt schwacher Belastung die Impedanz der Drosselspule L1 erhöht ist. Demgemäß weist die vorliegende Erfindung einen Vorteil insofern auf, als der Leistungsfaktor über einen weiten Bereich von einer hohen Belastung bis zu einer schwachen Belastung weitgehend konstant gehalten ist.

Die Fig. 3A und 3B zeigen eine weitere bevorzugte Ausführungsform eines wesentlichen Teiles der Schaltnetzteilschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung vom Resonanztyp. Dabei ist die Sekundärwicklung N4, die auf dem Nicht-Isoliertransformator T2 gewickelt ist, wie er in Fig. 1 veranschaulicht ist, an einer Stelle angeordnet, an der sie in Bezug auf die Primärwicklung N3 magnetisch in Abstand vorgesehen ist.

Dies bedeutet, daß die Anordnung der Sekundärwicklung an einer Stelle, die magnetisch beispielsweise in Abstand von der Primärwicklung N3 vorgesehen ist, die Anordnung der Primärwicklung und der Sekundärwicklung an voneinander verschiedenen Stellen oder in einem anderen magnetischen Kreis einen magnetischen Streufluß hervorruft, der zufällig erhöht ist.

Die Streuinduktivität Lg kann als Drosselspule L1 gemäß Fig. 1 genutzt werden, da deren Transformator-Ersatzschaltung eine Transmittanzcharakteristik zeigt, bei der eine Streuinduktivität Lg gegenüber einem rationalen bzw. zweckmäßigen Transformator TM hinzugefügt ist, wie dies in Fig. 3B veranschaulicht ist.

In Übereinstimmung mit der bevorzugten Ausführungsform gemäß der vorliegenden Erfindung sind somit einige Vorteile insofern vorhanden, als die Drosselspule L1 eliminiert werden kann und der Schaltungsaufbau vereinfacht werden kann.

Fig. 4 zeigt ein modifiziertes Beispiel der vorliegenden Erfindung, bei dem die Kondensatoren C3, C4 den Schalttransistoren Q1 und Q2 parallelgeschaltet sind, die derart miteinander in Reihe geschaltet sind, daß ein Halbbrücken-Konverter gebildet ist.

Da bei diesem Typ von Schaltnetzteil dessen Versorgungsspannung durch die Kondensatoren C3, C4 geteilt wird, zeigt das betreffende Netzteil einige Vorteile, die es für ein eine hohe Wechselspannung (200 V) lieferndes Wechselspannungs-Netzteil mitbringen kann, wobei ein Element mit einer niedrigen Spannungsfestigkeit, das als Schalttransistor wirkt, verwendet werden kann.

Darüber hinaus ist es auch möglich, daß vier Schalttransistoren Q1, Q2, Q3 und Q4 für den Aufbau der Vollbrücken-Netzteilschaltung verwendet werden, wie sie in Fig. 5 gezeigt ist.

Obwohl dieser Vollbrücken- bzw. Vollweg-Konverter bzw. Umrichter eine komplexe Steuerschaltung aufweist, kann er als Spannungsversorgungsschaltung hoher Ausgangsleistung verwendet werden.

Jede der in Fig. 4 und 5 gezeigten Schaltungen weist den Nicht-Isoliertransformator T2 auf, wobei eine Ausgangsspannung von der Sekundärwicklung N4 zu der Ladeschaltung zurückgekoppelt wird, um einen Leistungsfaktor zu verbessern.

Obwohl bei jeder der zuvor betrachteten bevorzugten Ausführungsformen der Fall aufgezeigt worden ist, daß als Schaltelement ein MOSFET-Element verwendet

ist, dürfte einzusehen sein, daß als Schaltelement ein Bipolar-Transistor verwendet werden kann.

Darüber hinaus kann es auch möglich sein, daß das Steuerbzw. Treibersignal für die Unterbrechung des Schaltelements durch den Schaltstrom gesteuert wird. Dabei ist ein Treibertransformator vorgesehen, und sodann kann ein Ausgangssignal von der Sekundärseite des betreffenden Treibertransformators festgelegt sein. In diesem Falle wird eine magnetische Charakteristik des Treibertransformators in Abhängigkeit von einer Ausgangsgleichspannung geändert, wodurch ein Schaltnetzteil vom Selbsterregungstyp erhalten werden kann, bei dem die Schaltfrequenz veränderbar gemacht ist.

Patentansprüche

1. Schaltnetzteilschaltung vom Stromresonanztyp, dadurch gekennzeichnet, daß Schaltelemente (Q1, Q2) vorgesehen sind, die entweder eine Spannung oder einen Strom unterbrechen, die bzw. der von einer Gleichstromversorgungseinheit (D1) abgegeben ist, und die die betreffende Spannung bzw. den betreffenden Strom an Primärwicklungen (N4, N1) eines Isoliertransformators (T1) und eines Nicht-Isoliertransformators (T2) abgeben, daß von dem Isoliertransformator (T1) eine bestimmte Wechselspannung erhältlich ist und daß die Steuerung durch eine Gleichstromabgabereinrichtung (D1, C1) erfolgt, die eine Gleichrichtungseinrichtung (D1) zur Gleichrichtung einer Wechselstrom-Versorgungsspannung, einen Trennkondensator (C1), der auf einer Ausgangsseite der Gleichrichtungseinrichtung (D1) derart angeordnet ist, daß eine Störung eliminiert ist, eine Sekundärwicklung des Nicht-Isoliertransformators (T2) und außerdem einen Glättungskondensator (C2) umfaßt, der durch eine Ladeschaltung geladen wird, die eine Diode (D2) und eine Drosselspule (L1) umfaßt.
2. Schaltnetzteilschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Schaltelemente (Q1, Q2) in einer Halbbrücke in Bezug auf den Isoliertransformator (T1) angeordnet sind.
3. Schaltnetzteilschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Drosselspule Streuinduktivitäten der Primärwicklung und der Sekundärwicklung des Nicht-Isoliertransformators (T2) umfaßt.
4. Schaltnetzteilschaltung nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß die Drosselspule Streuinduktivitäten der Primärwicklung und der Sekundärwicklung des Nicht-Isoliertransformators umfaßt.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

FIG. 1

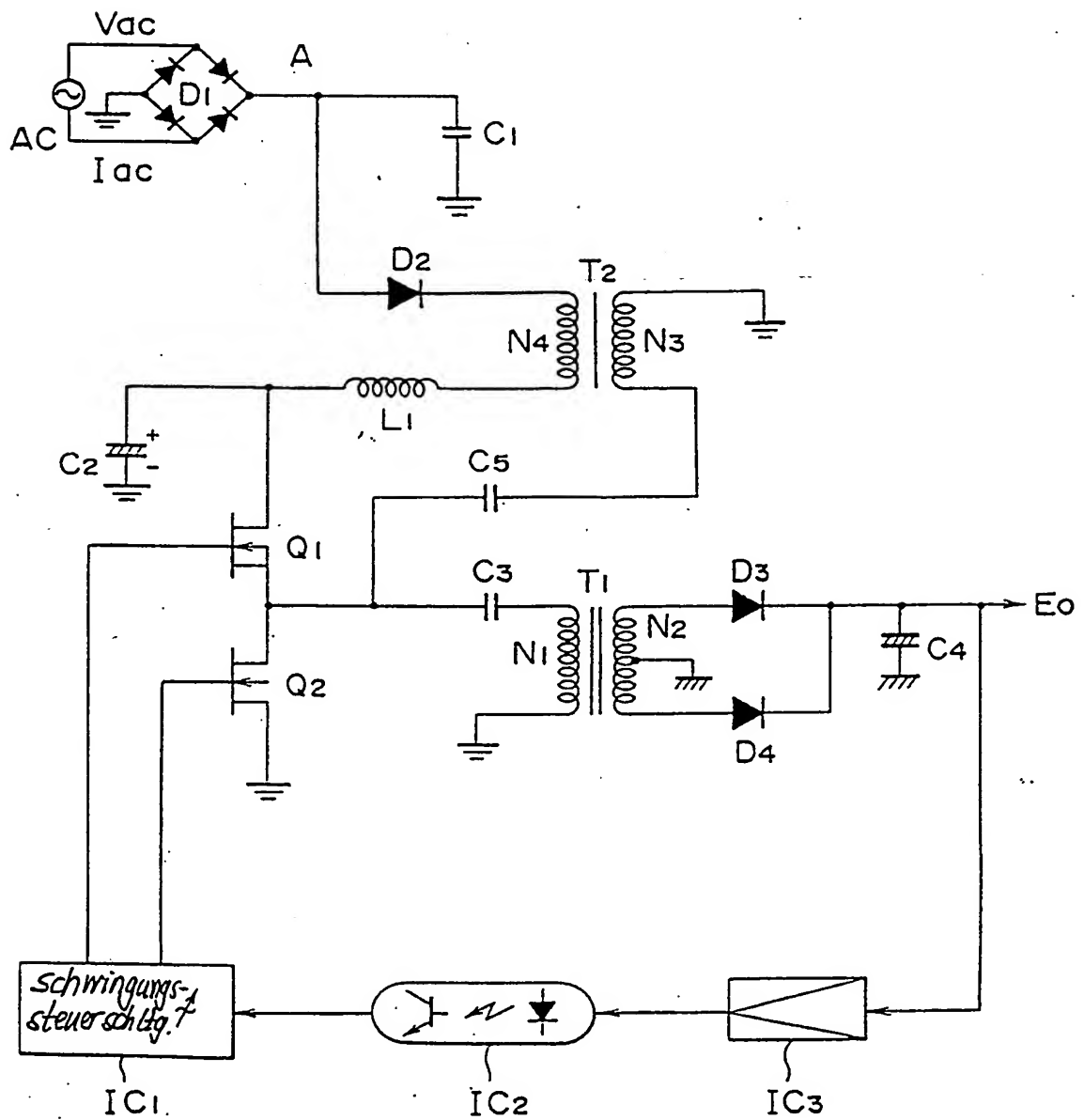


FIG. 2

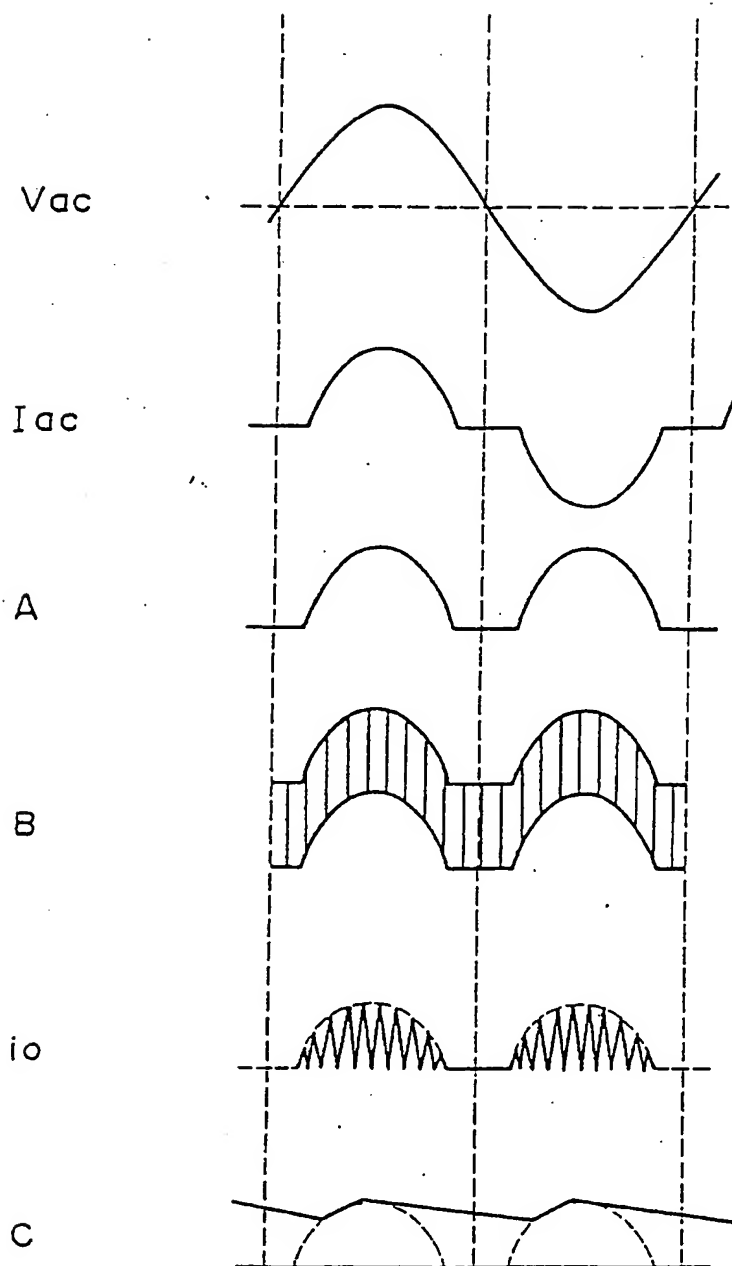


FIG. 3A

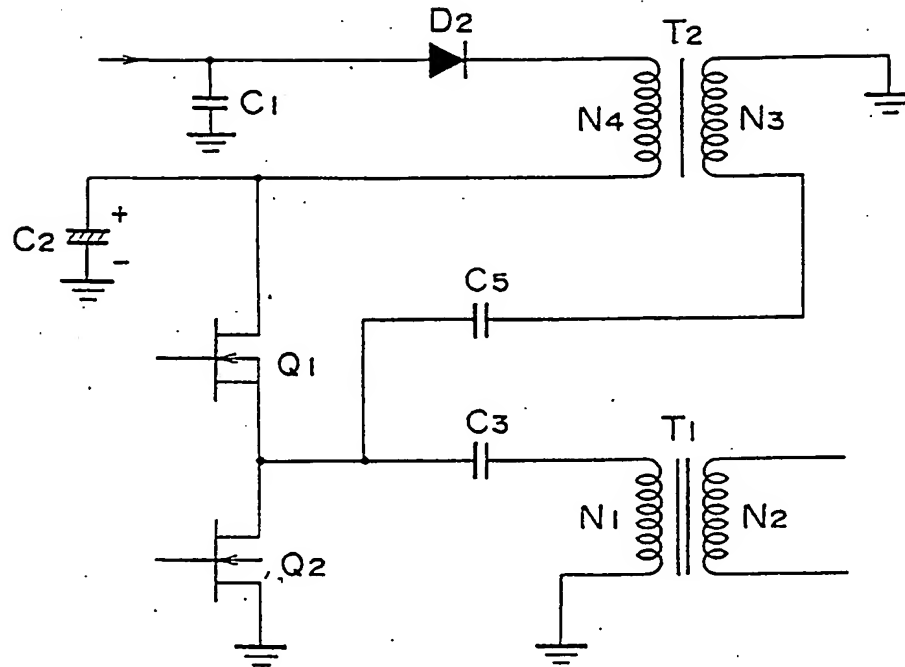


FIG. 3B

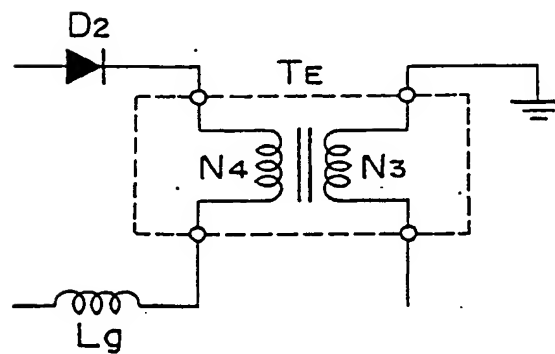


FIG. 4

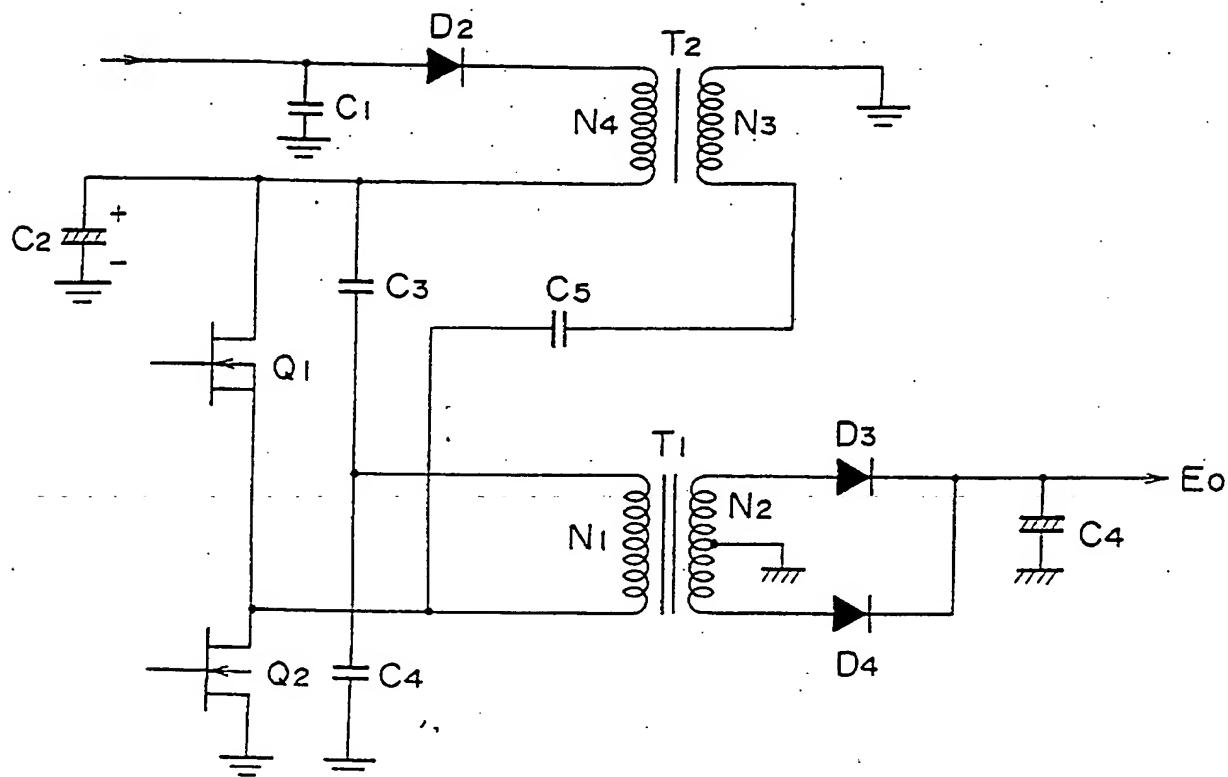


FIG. 5

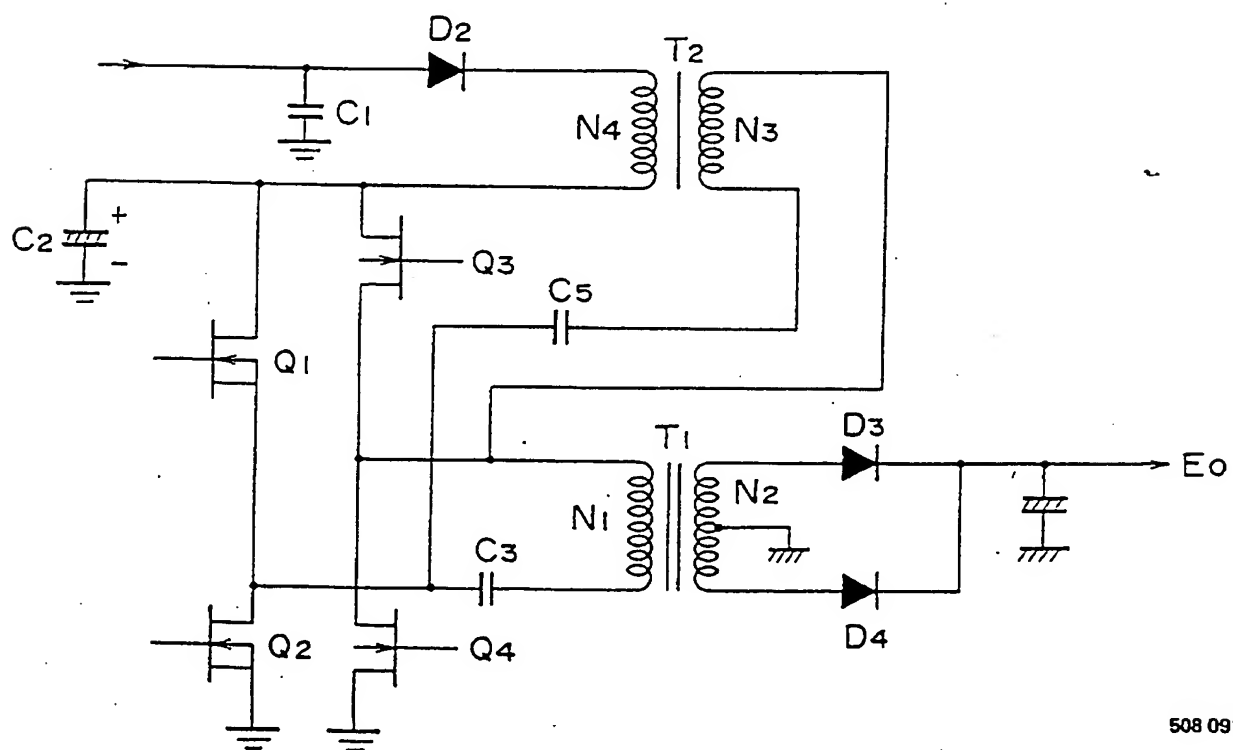


FIG. 6A

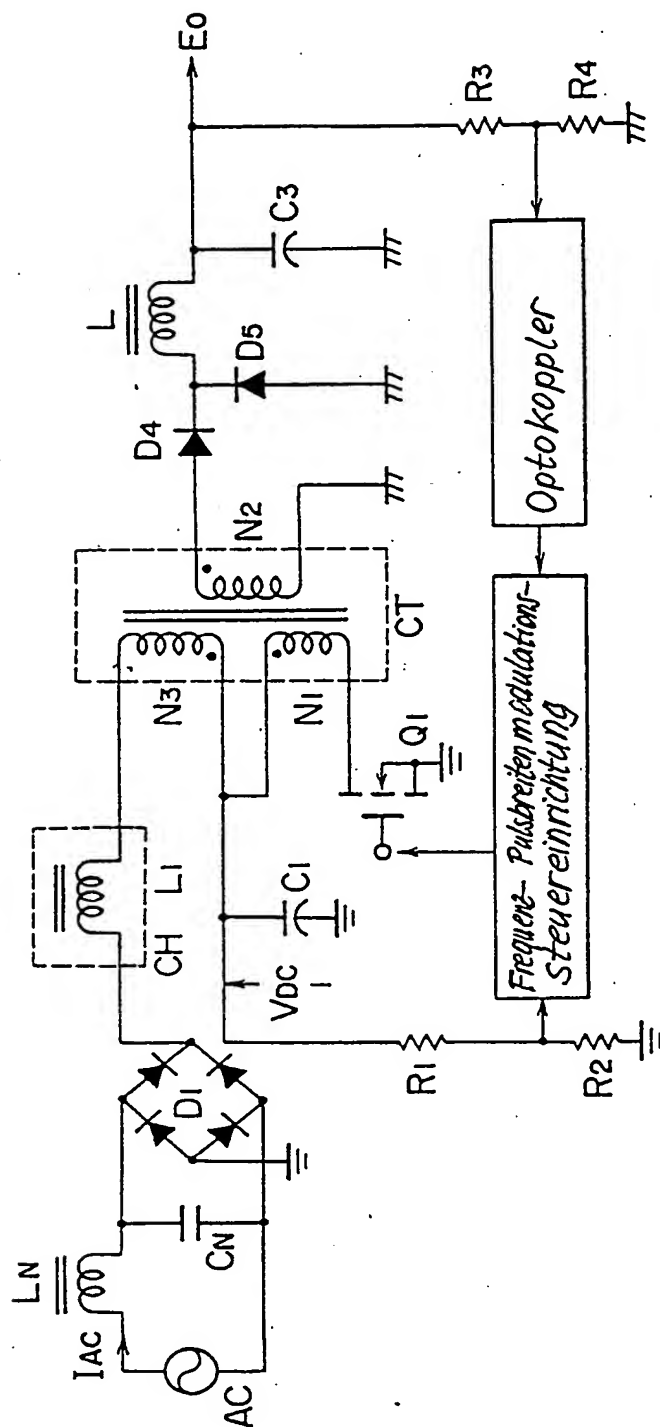


FIG. 6B

